

ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ И ЭФФЕКТИВНОСТЬ ПЕРЕДАЧИ СООБЩЕНИЙ С ПОМОЩЬЮ МОДИФИЦИРОВАННОЙ ОТНОСИТЕЛЬНОЙ ФАЗОАМПЛИТУДНОЙ МОДУЛЯЦИИ

Бронников В.Н., Поддубняк В.И., Лыков А.Г.

Донецкий национальный технический университет,

кафедра электронной техники,

Донецкий институт железнодорожного транспорта,

кафедра АТС и ВТ

E-mail: kaf-et@kita.dgtu.donetsk.ua

Abstract. *Bronnikov V.N., Poddubnyak V. I., Lykov A.G. The method of messaging with the help modified relative pulsed-amplitude-phase-modulation is considered. In his basis — use temporary sampling of the message, phase manipulation of bearing fluctuation by selective values, relative method of transfer last, restriction of a spectrum of a signal in strip filter. The opportunity of reception of the generalized prize 3dB is shown at use of width of the spectrum equal to double width of a spectrum of the message and entrance attitude signal/noise $\rho \geq 10\text{dB}$.*

Постановка задачи. Помехоустойчивость и эффективность (информационная) η [1] передачи непрерывных сообщений определяются алгоритмами преобразований сигналов в передающем и приемном устройствах системы связи. При этом имеет место стремление увеличить помехоустойчивость за счет небольших расширений спектров сигналов по отношению к спектрам сообщений.

Для улучшения помехоустойчивости и эффективности η в [2] предложено использование фазоамплитудной модуляции (ФАМ). В [3] показана возможность передачи непрерывных сообщений с ограниченной частотой f_B спектром в полосе $\Delta f = 2 \cdot f_B$ с помощью ФАМ при индексах модуляции до $\psi = 2 \dots 3$ радиан. При этом динамическая ошибка не превышает минус 31 дБ, а обобщенный выигрыш [1] в (средней мощности передатчика) $B \approx 3\text{дБ}$. Следует отметить, что ширина спектра частотно-модулированного сигнала $\Delta f_{\text{чм}} = 2 \cdot f_B (1 + \psi_{\text{чм}}) = (6 \dots 8) f_B$, т.е. в 3...4 раза больше.

Такой эффект явился следствием введения в дополнение к информационной фазовой модуляции амплитудной неинформационной (сопутствующей)

модуляции. Здесь имеет место некоторая аналогия с предложенной Тетельбаумом С.И. "оптимальной амплитудно-фазовой модуляцией". В последней использована сопутствующая фазовая модуляция, что привело к уменьшению ширины спектра сигнала в два раза [4]. Однако при использовании ФАМ [2] не передается постоянная (медленно изменяющаяся) составляющая сообщения. Это не существенно при передаче речевых сообщений, но не допустимо при передаче телеметрических и некоторых других сообщений, например, при передаче сообщений с помощью аналогового кодирования [5,6]. С целью устранения этого недостатка предложены два варианта передачи непрерывных сообщений с помощью относительной фазоамплитудной модуляции (ОФАМ). В первом варианте, как и при передаче дискретных сообщений с помощью относительной фазовой модуляции, информация заключается в разности фаз соседних радиопосылок. При наличии стационарного аддитивного шума на входе приемного устройства это приводит к увеличению дисперсии оценки информационного параметра (разности фаз соседних радиопосылок) на 3дБ [7]. Во втором варианте (являющимся модификацией первого) параметром, несущим информацию, является разность между фазой очередной радиопосылки и среднеарифметическим значением фаз m предшествующих радиопосылок. Т. к. дисперсия среднеарифметического значения m независимых случайных величин, имеющих дисперсии σ^2 , равна σ^2/m [8], то дисперсия оценки информационного параметра будет равна:

$$\sigma_{\Delta}^2 = \sigma^2 / m + \sigma^2. \quad (1)$$

При $m=1$, что соответствует случаю использования первого варианта, дисперсия приблизительно в 2 раза больше по сравнению со случаем $m \gg 1$.

Однако при разработке второго варианта передачи непрерывных сообщений не была произведена оценка его помехоустойчивости и эффективности по отношению к другим методам передачи.

Таким образом, целью данной работы является оценка помехоустойчивости и эффективности передачи непрерывных сообщений с помощью модифицированной относительной фазоамплитудной модуляции.

Прежде чем перейти к решению поставленной задачи представим предложенный авторами статьи алгоритм данного метода передачи сообщений.

Из передаваемого сообщения $X(t)$, $|X(t)| < b = \text{const}$, получают и запоминают выборки (выборочные значения сообщения в соответствии с теоремой Котель-

никова) $X_i, i=\overline{1, k}$, с шагом дискретизации $T \leq 1/2f_e, f_e$ — верхняя граничная частота сообщения.

Получают и запоминают суммы по модулю $2 \cdot b$,

$$Y_i = \left(X_i + g \cdot 2 \cdot b + (1/m) \cdot \sum_{j=1}^m Y_{i-j} \right) \text{mod}(2 \cdot b),$$

где $b \geq \max |X_i|, i=\overline{1, k}$, $g = 2, 3, 4, \dots$ — постоянные величины, $(Z) \text{mod}(2 \cdot b)$ — остаток от деления содержимого в скобках Z на $2 \cdot b$.

Формируют ступенчатый сигнал с уровнями ступенек $Y_i, i=\overline{1, k}$, и длительностями, равными T .

Этим сигналом модулируют (манипулируют) фазу несущего гармонического колебания.

Полученный таким образом сигнал фильтруют в полосовом усилителе передающего устройства, где вследствие переходных процессов возникает отмеченная сопутствующая амплитудная модуляция.

Из выходного сигнала полосового усилителя приемного устройства получают с помощью фазового детектора с обратной связью по фазе и устройства стробирования смещенные на постоянную величину y_0 оценки \hat{Y}_i сумм Y_i и из

них — оценки выборок $\hat{X}_i = \left(\hat{Y}_i + g \cdot 2 \cdot b - (1/m) \cdot \sum_{j=1}^m Y_{i-j} \right) \text{mod}(2 \cdot b) - b$. В ре-

зультате вычитания, имеющего место в скобках, оценки выборок \hat{X}_i не зависят от постоянного смещения y_0 оценок сумм \hat{Y}_i , получаемого в результате фазового детектирования при отсутствии опорного колебания или при его наличии, но со случайной фазой.

Оценку переданного отрезка сообщения длительностью КТ получим в

виде ряда Котельникова $\hat{X}(t) = \sum_{i=1}^k \hat{X}_i \cdot \frac{\sin \pi \cdot f_e \cdot (t - i \cdot T)}{\pi \cdot f_e \cdot (t - i \cdot T)}$ путем низкочастотной фильтрации последовательности оценок $\hat{X}_i, i=\overline{1, k}$.

Оценим помехоустойчивость обобщенным выигрышем (в средней мощности передатчика) [1]:

$$B(\rho) = \rho_2 / (\rho \cdot \alpha), \quad (2)$$

где ρ, ρ_2 — отношения мощности сигнала и аддитивного шума на входе и выходе фазового детектора, $\alpha=2$ — отношение ширины спектра сигнала к ширине спектра сообщения [3].

Для решения поставленной задачи сделаем ряд допущений. Сообщение стационарно и имеет равномерно распределенные спектр частот и вероятности выборочных значений. Среднее значение последних равно нулю, максимальное — b . Помехой на входе фазового детектора является стационарный гауссовский аддитивный шум.

Найдем выражение ρ_2 как функцию ρ .

Используем равномерную аппроксимацию $W(y)$ априорной плотности вероятности сумм Y (здесь и далее индексы i опущены в связи с принятым допущением о стационарности сигнала и шума). Основанием тому является ее оценки, полученные путем моделирования на ЭВМ соответствующих плотностей вероятности сумм Y для случаев $m=2$ и $m=8$ при равномерной априорной плотности выборок. Результаты моделирования отражены на рисунке 1, где оценки априорной плотности выборок $(W_2)_k$ и $(W_8)_k$ соответствуют $m=2$ и $m=8$.

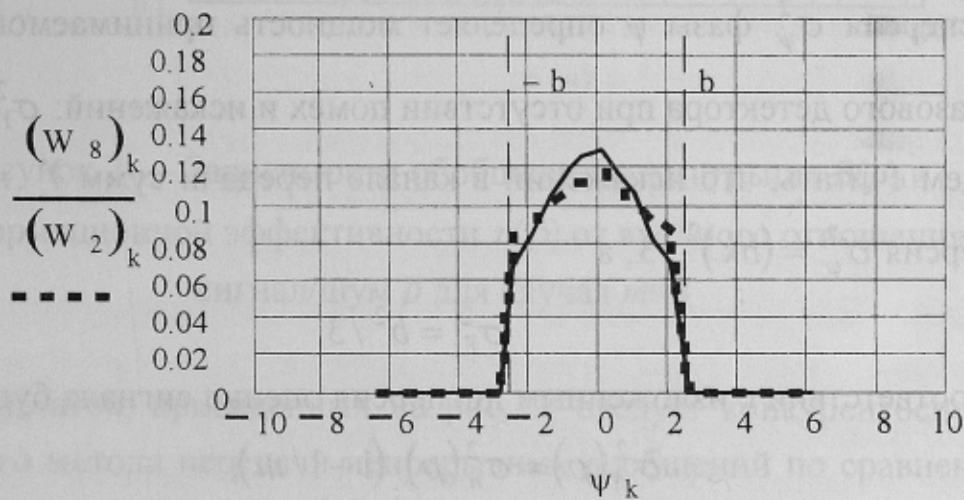


Рисунок 1 — Плотности вероятности сумм Y для случаев $m=2$ и $m=8$ при равномерной априорной плотности выборок

Произведем оценки \hat{Y} сумм Y в приемнике с учетом их равномерной априорной плотности вероятности:

$$\hat{Y} = \begin{cases} Y', & |Y'| \leq b, \\ b \cdot \text{sign} Y', & |Y'| > b, \end{cases} \quad (3)$$

где $Y' = \varphi/k = Y + n$ — аддитивная смесь переданных сумм $Y = \psi/k$ и шума n на выходе фазового детектора, $k = \text{const}$, φ, ψ — значения фаз сигнала на входе фазового детектора при наличии и отсутствии шума.

Ошибка оценки сумм Y :

$$\Delta(\varphi, \psi) = (\hat{Y} - Y). \quad (4)$$

Условная плотность распределения фазы φ сигнала на входе фазового детектора [8]:

$$W_2(\varphi/\psi) = \frac{\exp(-\rho)}{2\pi} + \quad (5)$$

$$+ \sqrt{\frac{\rho}{\pi}} \cos(\varphi - \psi) F[\sqrt{2\rho} \cos(\varphi - \psi)] \exp[-\rho \sin^2(\varphi - \psi)],$$

значения фаз ψ передаваемого сигнала, прямопропорциональны значениям сумм Y и имеют равномерную априорную плотность вероятности:

$$W_1(\psi) = \begin{cases} 1/2bk, & |\psi| \leq bk, \\ 0, & |\psi| > bk, \end{cases} \quad (6)$$

где bk — девиация модуляции фазы.

Дисперсия σ_ψ^2 фазы ψ определяет мощность принимаемого сигнала на выходе фазового детектора при отсутствии помех и искажений: $\sigma_Y^2 = \sigma_\psi^2 / k^2$.

Будем считать, что искажений в канале передачи сумм Y нет. Учитывая (6), дисперсия $\sigma_\psi^2 = (bk)^2 / 3$, а

$$\sigma_Y^2 = b^2 / 3. \quad (7)$$

В соответствии с изложенным дисперсия оценки сигнала будет равна:

$$\sigma_\Delta^2(\rho) = \sigma_n^2(\rho) \cdot (1 + 1/m),$$

где $\sigma_n^2(\rho)$ — мощность шума на выходе фазового детектора при наличии помех:

$$\sigma_n^2(\rho) = \int_{-bk}^{bk} \int_{-\pi}^{\pi} \Delta^2(\varphi, \psi) \cdot W_2(\varphi/\psi) \cdot W_1(\psi) d\varphi d\psi. \quad (8)$$

Отношения мощности сигнала $b^2/3$ к мощности аддитивного шума $\sigma_\Delta^2(\rho)$ на выходе приемного устройства:

$$\rho_2(\rho) = b^2 / 3 \cdot \sigma_n^2(\rho) \cdot (1 + 1/m), \quad (9)$$

и согласно (2) обобщенный выигрыш:

$$B(\rho) = b^2 / 6 \cdot \rho \cdot \sigma_{\Delta}^2(\rho) \cdot (1 + 1/m). \quad (9)$$

Информационная эффективность системы связи [1]:

$$\eta(q) = \log[\rho(q) \cdot B(q)] / \alpha \cdot \log[1 + \rho(q)/2], \quad (10)$$

где $q=(2\rho)^{0,5}$.

На рисунке 2 приведены вычисленные в соответствии с (9) и (10) зависимости обобщенного выигрыша $B(\rho)$ и информационной эффективности $\eta(\rho)$ от входного отношения сигнал/шум ρ для случая $m=8$.

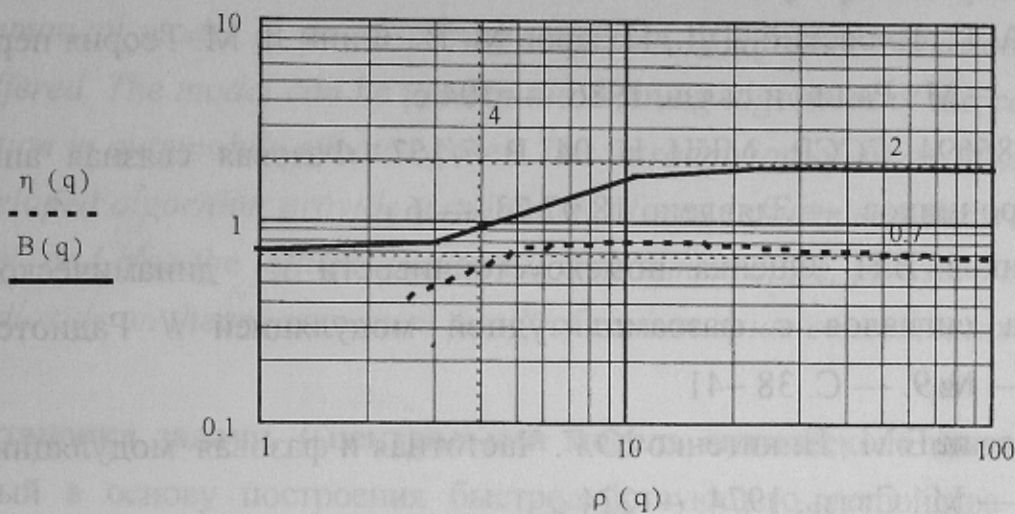


Рисунок 2 — Зависимости обобщенного выигрыша $B(\rho)$ и информационной эффективности $\eta(\rho)$ от входного отношения сигнал/шум ρ для случая $m=8$

Из результатов, приведенных на рис. 2, следует конкурентоспособность рассмотренного метода передачи непрерывных сообщений по сравнению с методами, в которых используется балансная, амплитудная и другие виды модуляции, так как здесь имеет место в два и более раза более высокая информационная эффективность в практически важной области отношений сигнал/шум ρ .

Выводы

1. Модифицированная относительная фазоамплитудная модуляция обладает в два и более раза более высокой информационной эффективностью в практически важной области отношений сигнал/шум ρ .

2. По сравнению с однополосной модуляцией преимуществом данного вида модуляции является в два раза более высокая помехоустойчивость, отсут-

ствии требования к использованию пилот-сигнала и нечувствительность к амплитудным искажениям радиосигнала. Рассмотренный вид модуляции может использоваться для передачи и M -ичных дискретных сигналов.

3. Модифицированная относительная фазоамплитудная модуляция может быть рекомендована для дальнейших исследований с целью её использования в системах коротковолновой и ультракоротковолновой связи непосредственно и в качестве компонента комбинированных видов модуляции.

Литература

1. Зюко А. Г., Кловский Д. Д., Назаров М. В., Финк Л. М. Теория передачи сигналов. — М.: Радио и связь, 1986. — 304 с.
2. А.с. 485694 СССР, МКИ Н 04 В 7/167. Фазовая связная аппаратура / В.Н. Бронников. — Заявлено 18.07.73. — 6 с.
3. Бронников В.Н. Оценка помехоустойчивости и динамической ошибки приема сигналов с фазоамплитудной модуляцией // Радиотехника. — 1980. — № 9. — С. 38–41.
4. Верещагин Е.М., Никитенко Ю.Г. Частотная и фазовая модуляции в технике связи. — М.: Связь, 1974. — 224 с.
5. Бронников В.Н. Анализ помехоустойчивости передачи непрерывных сообщений с помощью аналогового кодирования // Радиотехника. — 1980. — № 6. — С. 64–67.
6. Бронников В.Н., Поддубняк В.И. Передача сообщений с помощью аналогового кодирования // Труды НТК-Телеком-2001. — С. 162–165.
7. Окунев Ю.Б. Теория фазоразностной модуляции. — М.: Связь, 1979. — 215 с.
8. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. — М.: Сов. радио, 1969. — 752 с.

Сдано в редакцию: 10.03.2003г.

Рекомендовано к печати: д.т.н., проф. Зори А.А.